

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-158633

(43)Date of publication of application : 31.05.2002

(51)Int.Cl. H04J 11/00
H03M 13/13
H03M 13/29
H04J 1/05
H04L 1/00

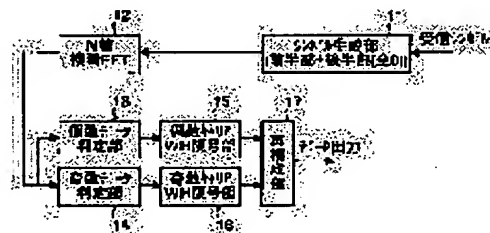
(21)Application number : 2000-353299 (71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP
(22)Date of filing : 20.11.2000 (72)Inventor : MATSUMOTO WATARU

(54) COMMUNICATION UNIT AND COMMUNICATION METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a communication unit that realizes half symbolization in a multi-carrier modulation demodulation system for furthermore enhancing the transmission rate.

SOLUTION: The communication unit is provided with a transmission system that executes a prescribed coding processing for data, after BPSK modulation to eliminate a noise component at demodulation from the data after BPSK modulation; applies inverse Fourier transformation to the data after the coding processing, eliminates the latter half of a symbol after Fourier transforming to generate a transmission symbol of a half size and transmits the transmission symbol to a transmission line and with a reception system that adds symbols of all zeros to the latter half of the received symbols, to generate the symbols of the same length before executing the half symbolization; recovers the data after the coding processing by applying Fourier transformation to the generated symbol, discriminates the recovered data; and executes a prescribed decode processing and a BPSK demodulation processing to the data after the discrimination to demodulate the original transmission data.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-158633

(P 2 0 0 2 - 1 5 8 6 3 3 A)

(43) 公開日 平成14年5月31日 (2002.5.31)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード (参考)
H04J 11/00		H04J 11/00	Z 5J065
H03M 13/13		H03M 13/13	5K014
13/29		13/29	5K022
H04J 1/05		H04J 1/05	
H04L 1/00		H04L 1/00	B

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全17頁)

(21) 出願番号 特願2000-353299 (P 2000-353299)

(22) 出願日 平成12年11月20日 (2000.11.20)

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 松本 渉

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74) 代理人 100089118

弁理士 酒井 宏明

F ターム(参考) 5J065 AA03 AB01 AC02 AD10 AD11

AE06 AF01 AG06 AH07 AH21

5K014 AA01 BA08 BA10 FA16 HA06

HA10

5K022 AA01 AA16 AA26 DD01 DD23

DD33

(54) 【発明の名称】 通信装置および通信方法

(57) 【要約】

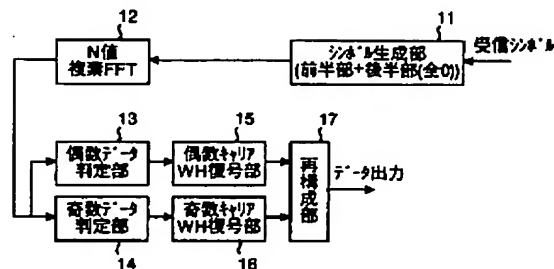
【課題】 マルチキャリア変復調方式におけるハーフシンボル化の実現により、伝送レートのさらなる向上を実現可能な通信装置を得ること。

【解決手段】 B P S K変調後のデータに対して復調時のノイズ成分を除去可能な所定の符号化処理を実行し、前記符号化処理後のデータに対して逆フーリエ変換を行い、前記フーリエ変換後のシンボルの後半部を除去してハーフサイズの送信シンボルを生成し、当該送信シンボルを伝送路上に送信する送信系と、受け取った受信シンボルの後半部に全0のシンボルを付加することでハーフシンボル化を実施する前と同一長のシンボルを生成し、前記生成シンボルに対してフーリエ変換を行うことで上記符号化処理後のデータを再生し、前記再生したデータを判定し、前記判定後のデータに対して所定の復号処理およびB P S K復調処理を実行してもとの送信データを復調する受信系と、を備える構成とする。

(a)



(b)



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置において、
送信データに対して B P S K 変調処理を実行後、当該 B P S K 変調後のデータに対して復調時のノイズ成分を除去可能な所定の符号化処理を実行し、
つぎに、前記符号化処理後のデータに対して逆フーリエ変換を行い、
最後に、前記フーリエ変換後のシンボルの後半部を除去してハーフサイズの送信シンボルを生成し、当該送信シンボルを伝送路上に送信する送信手段と、
受け取った受信シンボルの後半部に全 0 のシンボルを付加することでハーフシンボル化を実施する前と同一長のシンボルを生成し、
つぎに、前記生成シンボルに対してフーリエ変換を行うことで上記符号化処理後のデータを再生し、
つぎに、前記再生したデータを判定し、
最後に、前記判定後のデータに対して所定の復号処理および B P S K 復調処理を実行してもとの送信データを復調する受信手段と、
を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項 2】 マルチキャリア変復調方式を採用し、送信機として動作する通信装置において、
送信データに対して B P S K 変調処理を実行後、当該 B P S K 変調後のデータに対して復調時のノイズ成分を除去可能な所定の符号化処理を実行する符号化手段と、
前記符号化処理後のデータに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換手段と、
前記フーリエ変換後のシンボルの後半部を除去してハーフサイズの送信シンボルを生成し、当該送信シンボルを伝送路上に送信する送信シンボル生成手段と、
を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項 3】 マルチキャリア変復調方式を採用し、受信機として動作する通信装置において、
受け取った受信シンボルの後半部に全 0 のシンボルを付加することで、送信機にてハーフシンボル化を実施する前と同一長のシンボルを生成するシンボル生成手段と、
前記生成シンボルに対してフーリエ変換を行うことで、送信機による符号化処理後のデータを再生するフーリエ変換手段と、
つぎに、前記再生したデータを判定する判定手段と、
最後に、前記判定後のデータに対して所定の復号処理および B P S K 復調処理を実行してもとの送信データを復調する復調手段と、
を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項 4】 マルチキャリア変復調方式を採用する通信方法にあっては、
送信データに対して B P S K 変調処理を実行後、当該 B P S K 変調後のデータに対して復調時のノイズ成分を除去可能な所定の符号化処理を実行する符号化ステップ

と、
前記符号化処理後のデータに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換ステップと、
前記フーリエ変換後のシンボルの後半部を除去してハーフサイズの送信シンボルを生成し、当該送信シンボルを伝送路上に送信する送信シンボル生成ステップと、
受け取った受信シンボルの後半部に全 0 のシンボルを付加することでハーフシンボル化を実施する前と同一長のシンボルを生成するシンボル生成ステップと、
前記生成シンボルに対してフーリエ変換を行うことで上記符号化処理後のデータを再生するフーリエ変換ステップと、
前記再生したデータを判定する判定ステップと、
前記判定後のデータに対して所定の復号処理および B P S K 復調処理を実行してもとの送信データを復調する復調ステップと、
を含むことを特徴とする通信方法。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

20 【発明の属する技術分野】本発明は、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置に関するものであり、特に、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信を実現可能とする通信装置および通信方法に関するものである。ただし、本発明は、DMT 変復調方式によりデータ通信を行う通信装置に限らず、通常の通信回線を介して、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式により有線通信および無線通信を行うすべての通信装置に適用可能である。

【 0 0 0 2 】

30 【従来の技術】以下、従来の通信装置の動作について説明する。まず、マルチキャリア変復調方式として、OFDM 変復調方式を採用する従来の通信装置の、送信系の動作を簡単に説明する。たとえば、OFDM 変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信系では、トーンオーダリング処理、すなわち、予め設定された周波数帯の複数のトーン (マルチキャリア) に、伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理を行う。具体的にいうと、
40 たとえば、各周波数の $\text{tone } 0 \sim \text{tone } X$ (X はトーン数を示す整数) に、予め決められたビット数の伝送データを割り振っている。そして、上記トーンオーダリング処理、および符号化処理が行われることにより、1 フレーム毎に伝送データが多重化される。

50 【 0 0 0 3 】さらに、送信系では、多重化された伝送データに対して逆高速フーリエ変換 (IFFT) を行い、逆高速フーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、その後、D/A コンバータを通してディジタル波形をアナログ波形に変換し、最後にローパスフィルタをかけて伝送データを伝送路上に送信する。

【0004】 つぎに、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、受信系の動作を簡単に説明する。上記と同様に、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、受信系では、受信データ（前述の伝送データ）に対し、ローパスフィルタをかけ、その後、A/Dコンバータを通してアナログ波形をデジタル波形に変換し、タイムドメインイコライザにて時間領域の適応等化処理を行う。

【0005】 さらに、受信系では、時間領域の適応等化処理後のデータをシリアルデータからパラレルデータに変換し、当該パラレルデータに対して高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインイコライザにて周波数領域の適応等化処理を行う。

【0006】 そして、周波数領域の適応等化処理後のデータは、複合処理（最尤複合法）およびトーンオーダリング処理によりシリアルデータに変換され、その後、レートコンバート処理、FEC（forward error correction：前方誤り訂正）、デスクランブル処理、CRC（cyclic redundancy check：巡回冗長検査）等の処理が行われ、最終的に伝送データが再生される。

【0007】 このように、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置では、CDMAやシングルキャリア変復調方式では得ることのできない、たとえば、伝送効率の良さおよび機能のフレキシビリティを利用して、高レートの通信を可能としている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、上記、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置においては、たとえば、「伝送レートのさらなる向上」という観点から、送信系および受信系の構成に改善の余地があり、OFDM変復調方式の特徴である「伝送効率の良さ」および「機能のフレキシビリティ」を最大限に利用し、最適な伝送レートを実現しているとはいえない、という問題があった。

【0009】 本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、マルチキャリア変復調方式におけるハーフシンボル化の実現により、伝送レートのさらなる向上を実現可能な通信装置、およびその通信方法を得ることを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】 上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる通信装置にあっては、マルチキャリア変復調方式を採用する構成とし、さらに、送信データに対してBPSK変調処理を実行後、当該BPSK変調後のデータに対して復調時のノイズ成分を除去可能な所定の符号化処理を実行し、つぎに、前記符号化処理後のデータに対して逆フーリエ変換を行い、最後に、前記フーリエ変換後のシンボルの後半部を除去してハーフサイズの送信シンボルを生成し、当該送信シンボルを伝送路上に送信する送信手段（後述す

る実施の形態の図1（a）に相当）と、受け取った受信シンボルの後半部に全0のシンボルを付加することでハーフシンボル化を実施する前と同一長のシンボルを生成し、つぎに、前記生成シンボルに対してフーリエ変換を行うことで上記符号化処理後のデータを再生し、つぎに、前記再生したデータを判定し、最後に、前記判定後のデータに対して所定の復号処理およびBPSK復調処理を実行してもとの送信データを復調する受信手段（図1（b）に相当）と、を備えることを特徴とする。

10 【0011】 つぎの発明にかかる通信装置にあっては、マルチキャリア変復調方式を採用し、送信機として動作する構成とし、さらに、送信データに対してBPSK変調処理を実行後、当該BPSK変調後のデータに対して復調時のノイズ成分を除去可能な所定の符号化処理を実行する符号化手段（WH符号化部1に相当）と、前記符号化処理後のデータに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換手段（N値複素IFFT2に相当）と、前記フーリエ変換後のシンボルの後半部を除去してハーフサイズの送信シンボルを生成し、当該送信シンボルを伝送路上に送信する送信シンボル生成手段（送信シンボル生成部3に相当）と、を備えることを特徴とする。

20 【0012】 つぎの発明にかかる通信装置にあっては、マルチキャリア変復調方式を採用し、受信機として動作する構成とし、さらに、受け取った受信シンボルの後半部に全0のシンボルを付加することで、送信機にてハーフシンボル化を実施する前と同一長のシンボルを生成するシンボル生成手段（シンボル生成部11に相当）と、前記生成シンボルに対してフーリエ変換を行うことで、送信機による符号化処理後のデータを再生するフーリエ変換手段（N値複素FFT12に相当）と、つぎに、前記再生したデータを判定する判定手段（偶数データ判定部13、奇数データ判定部14に相当）と、最後に、前記判定後のデータに対して所定の復号処理およびBPSK復調処理を実行してもとの送信データを復調する復調手段（偶数キャリアWH復号部15、奇数キャリアWH復号部16、再構成部17に相当）と、を備えることを特徴とする。

30 【0013】 つぎの発明にかかる通信方法にあっては、マルチキャリア変復調方式を採用し、さらに、送信データに対してBPSK変調処理を実行後、当該BPSK変調後のデータに対して復調時のノイズ成分を除去可能な所定の符号化処理を実行する符号化ステップと、前記符号化処理後のデータに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換ステップと、前記フーリエ変換後のシンボルの後半部を除去してハーフサイズの送信シンボルを生成し、当該送信シンボルを伝送路上に送信する送信シンボル生成ステップと、受け取った受信シンボルの後半部に全0のシンボルを付加することでハーフシンボル化を実施する前と同一長のシンボルを生成するシンボル生成ステップと、前記生成シンボルに対してフーリエ変換を行

うことで上記符号化処理後のデータを再生するフーリエ変換ステップと、前記再生したデータを判定する判定ステップと、前記判定後のデータに対して所定の復号処理およびBPSK復調処理を実行してもとの送信データを復調する復調ステップと、を含むことを特徴とする。

【0014】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかる通信装置および通信方法の実施の形態を図面に基いて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0015】実施の形態1. 図1は、本発明にかかる通信装置の構成を示す図であり、詳細には、図1(a)は、送信側の構成を示す図であり、図1(b)は、受信側の構成を示す図である。

【0016】本実施の形態における通信装置においては、上記送信側および受信側の両方の構成を備えることとし、さらに、ターボ符号器およびターボ復号器による高精度なデータ誤り訂正能力をもつことにより、データ通信および音声通信において優れた伝送特性を得る。なお、本実施の形態においては、説明の便宜上、上記両方の構成を備えることとしたが、たとえば、送信側の構成だけを備える送信機を想定することとしてもよいし、一方、受信側の構成だけを備える受信機を想定することとしてもよい。

【0017】たとえば、図1の送信側の構成において、1はWH符号化部であり、2はN(2のべき乗)値複素IFFTであり、3は送信シンボル生成部であり、受信側の構成において、11はシンボル生成部であり、12はN値複素FFTであり、13は偶数データ判定部であり、14は奇数データ判定部であり、15は偶数キャリアWH復号部であり、16は奇数キャリアWH復号部であり、17は再構成部である。

【0018】ここで、上記本発明の特徴となる送信側の動作、および受信側の動作を説明する前に、本発明にかかる通信装置の基本動作を図面に基いて簡単に説明する。たとえば、マルチキャリア変復調方式として、DMT(Discrete Multi Tone)変復調方式を採用する有線系デジタル通信方式としては、既設の電話回線を使用して数メガビット/秒の高速デジタル通信を行うADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line)通信方式、およびHDSL(high-bit-rate Digital Subscriber Line)通信方式等のxDSL通信方式がある。なお、この方式は、ANSIのT1.413等において標準化されている。

【0019】図2は、上記DMT変復調方式を採用する通信装置の送信系の全体構成例を示す図である。図2において、送信系では、送信データをマルチプレックス/シンクコントロール(図示のMUX/SYNC CONTROLに相当)41にて多重化し、多重化された送信データに対してサイクリックリダンダンシチェック(CRC:Cyclic

dundancy checkに相当)42、43にて誤り検出用コードを付加し、さらに、フォワードエラーコレクション(SCRAM&FECに相当)44、45にてFEC用コードの付加およびスクランブル処理を行う。

【0020】なお、マルチプレックス/シンクコントロール41から、トーンオーダリング49に至るまでには2つの経路があり、一つはインタリーブ(INTERLEAVE)46が含まれるインタリーブドデータバッファ(Interleaved Data Buffer)経路であり、もう一方はインタリーブを含まないファーストデータバッファ(Fast Data Buffer)経路であり、ここでは、インタリーブ処理を行うインタリーブドデータバッファ経路の方の遅延が大きくなる。

【0021】その後、送信データは、レートコンバータ(RATE-CONVERTORに相当)47、48にてレートコンバート処理を行い、トーンオーダリング(TONE ORDERINGに相当)49にてトーンオーダリング処理を行う。そして、トーンオーダリング処理後の送信データに基づいて、コンスタレーションエンコーダ/ゲインスケールング(CONSTELLATION AND GAIN SCALLNGに相当)50にてコンスタレーションデータを作成し(ターボ復号を含む)、逆高速フーリエ変換部(IFFT:Inverse FastFourier transformに相当)51にて逆高速フーリエ変換を行う。

【0022】最後に、インプットパラレル/シリアルバッファ(INPUT PARALLEL/SERIAL BUFFERに相当)52にてフーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、アナログプロセッシング/ディジタルアナログコンバータ(ANALOG PROCESSING AND DACに相当)53にてディジタル波形をアナログ波形に変換し、フィルタリング処理を実行後、送信データを電話回線上に送信する。

【0023】図3は、上記DMT変復調方式を採用する通信装置の受信系の全体構成例を示す図である。図3において、受信系では、受信データ(前述の送信データ)に対し、アナログプロセッシング/アナログディジタルコンバータ(図示のANALOGPROCESSING AND ADCに相当)141にてフィルタリング処理を実行後、アナログ波形をディジタル波形に変換し、タイムドメインイコライザ(TEQに相当)142にて時間領域の適応等化処理を行う。

【0024】時間領域の適応等化処理が実行されたデータについては、インプットシリアル/パラレルバッファ(INPUT SERIAL / PARALLEL BUFFERに相当)143にてシリアルデータからパラレルデータに変換され、そのパラレルデータに対して高速フーリエ変換部(FFT:Fast Fourier transformに相当)144にて高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインイコライザ(FEQに相当)145にて周波数領域の適応等化処理を行う。

【0025】そして、周波数領域の適応等化処理が実行

10

20

30

40

50

されたデータについては、コンスタレーションデコーダ／ゲインスケールリング (CONSTELLATION DECODER AND GAIN SCALLNGに相当) 146 およびトーンオーダリング (TONE ORDERRINGに相当) 147 にて行われる復号処理 (ターボ復号) およびトーンオーダリング処理により、シリアルデータに変換される。その後、レートコンバータ (RATE-CONVERTORに相当) 148, 149 によるレートコンバート処理、デインタリーブ (DEINTERLEAVEに相当) 150 によるデインタリーブ処理、フォワードエラーコレクション (DESCRAM&FECに相当) 151, 152 によるFEC処理およびデスクランブル処理、およびサイクリックリダンダンシィチェック (cyclic redundancy checkに相当) 153, 154 による巡回冗長検査等の処理が行われ、最終的にマルチプレックス／シンクコントロール (MUX/SYNC CONTROLに相当) 155 から受信データが再生される。

【0026】上記に示すような通信装置においては、受信系と送信系においてそれぞれ2つの経路を備え、この2つの経路を使い分けることにより、またはこの2つの経路を同時に動作させることにより、低伝送遅延および高レートのデータ通信を実現可能としている。

【0027】なお、上記では、説明の便宜上、マルチキャリア変復調方式として、DMT変復調方式を採用する有線系デジタル通信方式の動作について説明したが、これに限らず、この構成は、マルチキャリア変復調方式 (たとえば、OFDM変復調方式) により有線通信および無線通信を行うすべての通信装置に適用可能である。また、符号化処理として、ターボ符号を採用した場合の通信装置について説明したが、これに限らず、たとえば、既知の畳み込み符号を採用することとしてもよい。

【0028】以下、上記マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置における符号器 (送信系) および復号器 (受信系) の動作を図面にしたがって説明する。図4は、本発明にかかる通信装置で使用する符号器 (ターボ符号器)、および復号器 (ターボ復号器と硬判定器とR/S (リードソロモン符号) デコーダの組み合わせ) の構成を示す図であり、詳細には、図4(a)が本実施の形態における符号器の構成を示す図であり、図4

(b)が本実施の形態における復号器の構成を示す図である。

【0029】たとえば、図4(a)の符号器において、21は誤り訂正符号としてターボ符号を採用することによりシャノン限界に近い性能を得ることが可能なターボ符号器であり、たとえば、ターボ符号器21では、2ビットの情報ビットの入力に対して、2ビットの情報ビットと2ビットの冗長ビットとを出力する。さらに、ここでは、受信側において各情報ビットに対する訂正能力が均一になるように、各冗長ビットを生成する。

【0030】一方、図4(b)の復号器において、22は受信信号: Lcy (後述の受信信号: y_2, y_1, y_0

に相当) から対数尤度比を算出する第1の復号器であり、23および27は加算器であり、24および25はインタリーブであり、26は受信信号: Lcy (後述の受信信号: y_2, y_1, y_0 に相当) から対数尤度比を算出する第2の復号器であり、28はデインタリーブであり、29は第1の復号器22の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第1の判定器であり、30はリードソロモン符号を復号してより精度の高い情報ビット系列を出力する第1のR/Sデコーダであり、31は第2の復号器26の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第2の判定器であり、32はリードソロモン符号を復号してさらに精度の高い情報ビット系列を出力する第2のR/Sデコーダであり、33は Lcy (後述の受信信号: y_2, y_1, \dots に相当) を硬判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第3の判定器である。

【0031】まず、図4(a)に示す符号器の動作について説明する。なお、本実施の形態では、多値直交振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) として、たとえば、16QAM方式を採用する。また、本実施の形態の符号器においては、下位2ビットの入力データに対してのみターボ符号化を実施し、他の上位ビットについては入力データをそのままの状態出力する。すなわち、本実施の形態においては、特性が劣化する可能性のある4つの信号点 (すなわち、信号点間距離が最も近い4点) の下位2ビットに対して、優れた誤り訂正能力をもつターボ符号化を実施し、受信側で軟判定を行う。一方、特性が劣化する可能性の低いその他の上位ビットについては、そのままの状態出力し、受信側で硬判定を行う構成とした。

【0032】続いて、入力された下位2ビットの送信データ: u_1, u_2 に対してターボ符号化を実施する、図4(a)に示すターボ符号器21の動作の一例について説明する。たとえば、図5は、ターボ符号器21の構成例を示す図である。なお、ここでは、再帰的組織畳込み符号器の構成として、既知の再帰的組織畳込み符号器を用いることとする。

【0033】図5において、35は情報ビット系列に相当する送信データ: u_1, u_2 を畳込み符号化して冗長データ: u_3 を出力する第1の再帰的組織畳込み符号化器であり、36および37はインタリーブであり、38はインタリーブ処理後のデータ: u_{1i}, u_{2i} を畳込み符号化して冗長データ: u_4 を出力する第2の再帰的組織畳込み符号化器である。ターボ符号器21では、同時に、送信データ: u_1, u_2 と、第1の再帰的組織畳込み符号化器35の処理により送信データ: u_1, u_2 を符号化した冗長データ: u_3 と、第2の再帰的組織畳込み符号化器38の処理によりインタリーブ処理後のデータ: u_{1i}, u_{2i} を符号化した (他のデータとは時刻の異なる) 冗長データ: u_4 と、を出力する。

10

20

30

40

50

【0034】そして、ターボ符号器 21 においては、冗長データ： u_k 、 u_b を用いた受信側での送信データ： u_1 と u_2 の推定精度が均一になるように、各冗長ビットにおける重みに偏りが発生しないようにしている。

【0035】このように、図 4 (a) に示す符号器を用いた場合には、インタリーブの効果として、バースト的なデータの誤りに対して誤り訂正能力を向上させることが可能となり、さらに、送信データ： u_1 の系列の入力と送信データ： u_2 の系列の入力とを、第 1 の再帰的組織畳込み符号化器 35 と第 2 の再帰的組織畳込み符号化器 38 との間で入れ替えることにより、受信側における送信データ： u_1 と u_2 の推定精度の均一化が可能となる。

【0036】つぎに、図 4 (b) に示す復号器の動作について説明する。なお、本実施の形態では、多値直交振幅変調 (QAM) として、たとえば、16 QAM 方式を採用する場合について説明する。また、本実施の形態の復号器においては、受信データの低位 2 ビットに対してターボ復号を実施し、軟判定により元の送信データを推定し、他の上位ビットについては、受信データを第 3 の判定器 33 で硬判定することにより、元の送信データを推定する。ただし、受信信号 $Lcy : y_4, y_3, y_2, y_1, y_0$ は、それぞれ前記送信側の出力： u_4, u_3, u_2, u_1, u_0 に伝送路のノイズやフェージングの影響を与えた信号である。

【0037】まず、受信信号 $Lcy : y_2, y_1, y_0, y_b$ を受け取ったターボ復号器では、第 1 の復号器 22 が、受信信号 $Lcy : y_2, y_1, y_0$ を抽出し、これらの受信信号から推定される情報ビット (元の送信データ： u_{1k}, u_{2k} に相当)： u_{1k}', u_{2k}' の対数尤度比： $L(u_{1k}')$ 、 $L(u_{2k}')$ を算出する (k は時刻を表す)。すなわち、ここでは、 u_{2k} が 0 である確率に対する u_{2k} が 1 である確率と、 u_{1k} が 0 である確率に対する u_{1k} が 1 である確率と、を求めることとなる。なお、以降の説明では、 u_{1k}, u_{2k} のことを単に u_k と呼び、 u_{1k}', u_{2k}' のことを単に u_k' と呼ぶ。

【0038】ただし、図 4 (b) において、 $Le(u_k)$ は外部情報を表し、 $La(u_k)$ は 1 つ前の外部情報である事前情報を表す。また、対数尤度比を算出する復号器としては、たとえば、既知の最大事後確率復号器 (MAP アルゴリズム: Maximum A-Posteriori) が用いられることが多いが、たとえば、既知のビタビ復号器を用いることとしてもよい。

【0039】つぎに、加算器 23 では、前記算出結果である対数尤度比から、第 2 の復号器 26 に対する外部情報： $Le(u_k)$ を算出する。ただし、1 回目の復号においては、事前情報が求められていないため、 $La(u_k) = 0$ である。

【0040】つぎに、インタリーブ 24 および 25 では、受信信号 Lcy と外部情報： $Le(u_k)$ に対して

信号の並べ替えを行う。そして、第 2 の復号器 26 では、第 1 の復号器 22 と同様に、受信信号 Lcy 、および先に算出しておいた事前情報： $La(u_k)$ に基づいて、対数尤度比： $L(u_k')$ を算出する。

【0041】その後、加算器 27 では、加算器 23 と同様に、外部情報： $Le(u_k)$ を算出する。このとき、デインタリーブ 28 にて並べ替えられた外部情報は、事前情報： $La(u_k)$ として、前記第 1 の復号器 22 にフィードバックされる。

【0042】そして、上記ターボ復号器では、上記処理を、所定の回数 (イテレーション回数) にわたって繰り返し実行することにより、より精度の高い対数尤度比を算出し、そして、第 1 の判定器 29 および第 2 の判定器 31 が、この対数尤度比に基づいて信号の判定を行い、もとの送信データを推定する。具体的にいうと、たとえば、対数尤度比が " $L(u_k') > 0$ " であれば、推定情報ビット： u_k' を 1 と判定し、" $L(u_k') \leq 0$ " であれば、推定情報ビット： u_k' を 0 と判定する。なお、同時に受信する受信信号 $Lcy : y_3, y_4, \dots$ については、第 3 の判定器 33 を用いて硬判定する。

【0043】最後に、第 1 の R/S デコーダ 30 および第 2 の R/S デコーダ 32 では、所定の方法でリードソロモン符号を用いたエラーのチェックを行い、推定精度がある特定の基準を超えたと判断された段階で上記繰り返し処理を終了させる。そして、リードソロモン符号を用いて、各判定器にて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

【0044】ここで、第 1 の R/S デコーダ 30 および第 2 の R/S デコーダ 32 によるもとの送信データの推定方法を具体例にしたがって説明する。ここでは、具体例として、3 つの方法をあげる。第 1 の方法としては、たとえば、第 1 の判定器 29 または第 2 の判定器 31 にてもとの送信データが推定される毎に、対応する第 1 の R/S デコーダ 30、または第 2 の R/S デコーダ 32 が、交互にエラーのチェックを行い、いずれか一方の R/S デコーダが「エラーがない」と判断した段階でターボ符号器による上記繰り返し処理を終了させ、そして、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

【0045】また、第 2 の方法としては、第 1 の判定器 29 または第 2 の判定器 31 にてもとの送信データが推定される毎に、対応する第 1 の R/S デコーダ 30、または第 2 の R/S デコーダ 32 が、交互にエラーのチェックを行い、両方の R/S デコーダが「エラーがない」と判断した段階でターボ符号器による上記繰り返し処理を終了させ、そして、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

【0046】また、第3の方法としては、上記第1および第2の方法にて誤って「エラーがない」と判断され、繰り返し処理が実施されなかった場合に誤訂正をしてしまうという問題を改善し、たとえば、予め決めておいた所定回数分の繰り返し処理を実施し、ある程度、ビット誤り率を低減しておいてから、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

【0047】このように、図4(b)に示す復号器を用いた場合には、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、特性劣化の可能性がある受信信号の下位2ビットに対する軟判定処理およびリードソロモン符号による誤り訂正を実施するターボ復号器と、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行う判定器と、を備えることで、計算量の多い軟判定処理の削減と、良好な伝送特性と、を実現することが可能となる。

【0048】また、第1のR/Sデコーダ30および第2のR/Sデコーダ32を用いて送信データを推定することにより、イテレーション回数を低減することができ、計算量の多い軟判定処理およびその処理時間をさらに削減することが可能となる。なお、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においては、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号(リードソロモン)や他の既知の誤り訂正符号等との併用により優れた

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} \right] \dots (1)$$

【0053】ただし、 $\operatorname{Re}[\]$ は実部を表し、 $d_n = R_n + j I_n$ であり、 $0 \leq t \leq T_s$ (T_s はOFDMシンボル周期を表す) であり、 f_0 は隣接するサブキャリア間のキャリア間隔を表し、 $n f_0$ は n 番目のサブキャリアを表す。

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} \dots (2)$$

【0055】さらに、 $u(t)$ を $1/(N f_0)$ 毎に標本化すると、標本化後の信号 $u(k/N f_0)$ は、

$$\begin{aligned} u\left[\frac{k}{N f_0}\right] &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{\frac{j2\pi n f_0 k}{N f_0}} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left[e^{\frac{j2\pi}{N}} \right]^{nk} \end{aligned} \dots (3)$$

【0056】(3)式より、偶数サブキャリアのOFDM変調波 $u(k/N f_0)$ は、 n を $n=2i$ ($i=0, 1, 2, \dots, (N/2)-1$) とすると、(4)式のよ

うに表すことができる。

【0049】以上、ここまでの説明では、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置の基本的な動作と、良好な伝送特性および高伝送レートを得るためにターボ符号を用いた場合の通信装置の動作について説明した。以降の説明では、「伝送レートのさらなる向上」という観点から、マルチキャリア変復調方式の特徴である「伝送効率の良さ」および「機能のフレキシビリティ」を最大限に利用し、最適な伝送レートを実現した本実施の形態の通信装置について説明する。

【0050】たとえば、OFDM変復調方式を用いて、複数本のサブキャリアによるデータ通信を想定した場合、偶数のサブキャリアは前半部と後半部で同一の波形となり、その合成波も前半部と後半部で同一の波形となる(図6(a)参照)。一方、奇数のサブキャリアは前半部と後半部とで波形が反転し、その合成波も前半部と後半部とで波形が反転している(図6(b)参照)。なお、図6は、各サブキャリアの波形およびその合成波形を示す図である。

【0051】上記偶数サブキャリアと奇数サブキャリアの特性は、以下のように数式を用いて説明できる。

【0052】一般的に、OFDM変調器では、(1)式のように、複数のサブキャリアの合成波がOFDM変調波となる。

【数1】

【0054】また、OFDMの複素等化低域信号を $u(t)$ とすると、 $u(t)$ は、(2)式のように表すことができる。

【数2】

(3)式のように表すことができる。

【数3】

うに表すことができる。

【数4】

$$\begin{aligned}
 u \left[\frac{k}{Nf_0} \right] &= \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_n \left[e^{\frac{j2\pi}{N}} \right]^{nk} \\
 &= \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_{2i} \left[e^{\frac{j2\pi}{N}} \right]^{2ik} \quad \dots \dots (4)
 \end{aligned}$$

【0057】さらに、(4) 式を、 $k = (N/2) a + b$ ($a=0, 1, b=0, 1, \dots, N/2$) とし、FDM変調波は、(6) 式のように表すことができる。
 (5) 式のように置き換えると、偶数サブキャリアの W_N^i 【0058】
 【数5】

$$\begin{aligned}
 W_N^i &= e^{\frac{j2\pi i}{N}} \quad \dots \dots (5) \\
 W_N^{i+N} &= W_N^i, W_N^{i+N/2} = -W_N^i
 \end{aligned}$$

【0059】

【数6】

$$\begin{aligned}
 u \left[\frac{\frac{N}{2} a + b}{Nf_0} \right] &= \begin{cases} \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_{2i} W_N^{2bi} & \text{(前半部)} \\ \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_{2i} W_N^{2bi} & \text{(後半部)} \end{cases} \quad \dots \dots (6)
 \end{aligned}$$

【0060】(6) 式より、偶数サブキャリアの前半部と後半部は同一の波形であることがわかる。2, ..., (N/2) - 1) とすると、(7) 式のように表すことができる。

【0061】一方、奇数サブキャリアの OFDM 変調波 $u(k/Nf_0)$ は、 n を $n=2l+1$ ($l=0, 1, \dots, (N/2)-1$) とすると、(7) 式のように表すことができる。
 【数7】

$$\begin{aligned}
 u \left[\frac{k}{Nf_0} \right] &= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left[e^{\frac{j2\pi}{N}} \right]^{nk} \\
 &= \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)} \left[e^{\frac{j2\pi}{N}} \right]^{(2l+1)k} \quad \dots \dots (7)
 \end{aligned}$$

【0062】さらに、(7) 式を、 $k = (N/2) a + b$ ($a=0, 1, b=0, 1, \dots, (N/2)-1$) とし、(8) 式のように置き換えると、奇数サブキャリアの OFDM 変調波は、(9) 式のように表すことができる。
 【0063】
 【数8】

$$\begin{aligned}
 W_N^1 &= e^{\frac{j2\pi 1}{N}} \quad \dots \dots (8) \\
 W_N^{1+N} &= W_N^1, W_N^{1+N/2} = -W_N^1
 \end{aligned}$$

【0064】

【数9】

$$u = \begin{cases} \left[\frac{\frac{N}{2} a + b}{N f_0} \right] & \\ a = 0, \sum_{n=2l+1-1}^{N-1} d_{(2l+1)} w_N^{(2l+1)b} & \text{(前半部)} \\ a = 1, - \sum_{n=2l+1-1}^{N-1} d_{(2l+1)} w_N^{(2l+1)b} & \text{(後半部)} \end{cases} \quad \dots \cdot (9)$$

【0065】(9)式より、偶数サブキャリアの前半部と後半部は反転した波形であることがわかる。

【0066】上記特性を利用して、たとえば、本実施の形態の送信系では、一次変調方式としてBPSKを採用する場合、BPSK変調後の信号に対して逆フーリエ変換(256複素FFT)を実施して送信シンボルを生成し、各サブキャリアに割り当てるビット数を変えずに送信シンボルをハーフシンボル化することで、伝送レートの向上を図る。ただし、送信シンボルのハーフシンボル化を実施すると、OFDMシンボルの直交性が維持できなくなり、各サブキャリア間で相互干渉を起こす。

【0067】一方、受信系では、ハーフシンボル化された受信シンボルの後ろに、全0のシンボルを付加し、送信系にてハーフシンボル化を実施する前のフルサイズのシンボルを生成する。そして、生成したシンボルに対してフーリエ変換を行い、偶数サブキャリアおよび奇数サブキャリアを抽出する。

【0068】以下、上記特性を利用した本実施の形態の送信系および受信系の動作を詳細に説明する。たとえば、Nが4の場合、上記受信系の動作は、図7のように表すことができる。図7において、A部は復調データであり、B部は4値複素FFTであり、C部はハーフシンボル化された受信シンボルの後半部に全0を付加したフルサイズの生成シンボルである。図示のとおり、復調後の偶数サブキャリアおよび奇数サブキャリア[y(0), y(1), y(3), y(4)]は、生成シンボルに対して逆高速フーリエ変換を行うことで求められる。

【0069】具体的にいうと、偶数サブキャリアおよび奇数サブキャリア[y(0), y(1), y(3), y(4)]は、下記のように求められる。まず、B部およびD部によりE部を算出する。さらに、一次変調方式がBPSKであるため図8に基づいて実部の値だけを取り出し、E部をF部のように表す。なお、図示のWは、(5)(8)式が成立することから、図8のように、実軸の1, -1だけで表すことができる。

【0070】そして、F部に送信データを乗算すると、

たとえば、偶数サブキャリアy(0), y(2)については、奇数サブキャリアに割り当てられる信号が1と-1であれば、奇数サブキャリアが打ち消され、y(0)=d(0), y(2)=d(2)のように再生できる。また、奇数サブキャリアy(1), y(3)についても、偶数サブキャリアに割り当てられる信号が1と-1であれば、偶数サブキャリアが打ち消され、y(1)=d(1), y(3)=d(3)のように再生できる。

【0071】したがって、サブキャリア数が十分に大きい場合には、すなわち、Nが十分に大きい場合には、送信データのランダム性により1, -1の発生確率がほぼ等しくなるため、所望のサブキャリア以外のサブキャリアの総和を0に近似でき(偶数サブキャリアy(0), y(2), ...を求める場合には全奇数キャリアの総和を0に近似でき、奇数サブキャリアy(1), y(3), ...を求める場合には全偶数キャリアの総和を0に近似できる)、これにより、所望の偶数サブキャリアおよび奇数サブキャリアだけを抽出できる。

【0072】しかしながら、上記の方法で送信データを再生した場合は、所望のサブキャリア以外のサブキャリアの総和が0に近似できるのであって、確実に0になるわけではないので、すなわち、偶数サブキャリアy(0), y(2), ...を求める場合には奇数サブキャリアの総和、奇数サブキャリアy(1), y(3), ...を求める場合には偶数サブキャリアの総和、がそれぞれ確実に0になるわけではないので、この成分がノイズとなり、復調特性に影響を与える。

【0073】そこで、本実施の形態においては、上記ノイズ成分となるサブキャリアを除去することで、所望のサブキャリアだけを確実に抽出する。

【0074】ここで、図1を用いて本実施の形態の送信系および受信系の動作を詳細に説明する。なお、ここでは、N=8の場合を例として説明する。したがって、受信系では、(10)式により偶数サブキャリアおよび奇数キャリアを抽出することとなる。

【0075】

【数10】

$$\begin{array}{c}
 17 \\
 \begin{array}{l}
 Y(0) \\
 Y(1) \\
 Y(2) \\
 Y(3) \\
 Y(4) \\
 Y(5) \\
 Y(6) \\
 Y(7)
 \end{array}
 \end{array}
 = \frac{1}{4}
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{cccccccc}
 W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 \\
 W_8^0 & W_8^{-1} & W_8^{-2} & W_8^{-3} & W_8^{-4} & W_8^{-5} & W_8^{-6} & W_8^{-7} \\
 W_8^0 & W_8^{-2} & W_8^{-4} & W_8^{-6} & W_8^{-8} & W_8^{-10} & W_8^{-12} & W_8^{-14} \\
 W_8^0 & W_8^{-3} & W_8^{-6} & W_8^{-9} & W_8^{-12} & W_8^{-15} & W_8^{-18} & W_8^{-21} \\
 W_8^0 & W_8^{-4} & W_8^{-8} & W_8^{-12} & W_8^{-16} & W_8^{-20} & W_8^{-24} & W_8^{-28} \\
 W_8^0 & W_8^{-5} & W_8^{-10} & W_8^{-15} & W_8^{-20} & W_8^{-25} & W_8^{-30} & W_8^{-35} \\
 W_8^0 & W_8^{-6} & W_8^{-12} & W_8^{-18} & W_8^{-24} & W_8^{-30} & W_8^{-36} & W_8^{-42} \\
 W_8^0 & W_8^{-7} & W_8^{-14} & W_8^{-21} & W_8^{-28} & W_8^{-35} & W_8^{-42} & W_8^{-49}
 \end{array}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{cccccccc}
 W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 & W_8^0 \\
 W_8^0 & W_8^1 & W_8^2 & W_8^3 & W_8^4 & W_8^5 & W_8^6 & W_8^7 \\
 W_8^0 & W_8^2 & W_8^4 & W_8^6 & W_8^8 & W_8^{10} & W_8^{12} & W_8^{14} \\
 W_8^0 & W_8^3 & W_8^6 & W_8^9 & W_8^{12} & W_8^{15} & W_8^{18} & W_8^{21} \\
 W_8^0 & W_8^4 & W_8^8 & W_8^{12} & W_8^{16} & W_8^{20} & W_8^{24} & W_8^{28} \\
 W_8^0 & W_8^5 & W_8^{10} & W_8^{15} & W_8^{20} & W_8^{25} & W_8^{30} & W_8^{35} \\
 W_8^0 & W_8^6 & W_8^{12} & W_8^{18} & W_8^{24} & W_8^{30} & W_8^{36} & W_8^{42} \\
 W_8^0 & W_8^7 & W_8^{14} & W_8^{21} & W_8^{28} & W_8^{35} & W_8^{42} & W_8^{49}
 \end{array}
 \end{array}
 \begin{array}{l}
 d(0) \\
 d(1) \\
 d(2) \\
 d(3) \\
 d(4) \\
 d(5) \\
 d(6) \\
 d(7)
 \end{array}$$

$$= \frac{1}{4}
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{cccccccc}
 4 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\
 1 & 4 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 1 & 4 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\
 1 & 0 & 1 & 4 & 1 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 1 & 4 & 1 & 0 & 1 \\
 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 4 & 1 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 4 & 1 \\
 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 4
 \end{array}
 \end{array}
 \begin{array}{l}
 d(0) \\
 d(1) \\
 d(2) \\
 d(3) \\
 d(4) \\
 d(5) \\
 d(6) \\
 d(7)
 \end{array}
 \dots (10)$$

【0076】まず、送信系では、WH符号化部1が、所望のサブキャリア以外のサブキャリアの総和が0になるように、すなわち、所望のサブキャリアだけを抽出できるように、送信データを偶数サブキャリアおよび奇数サブキャリアに分けて符号化する。具体的にいうと、偶数サブキャリアおよび奇数サブキャリアに対して個別に $M = K \cdot H_{1-3}$ を実行する。なお、Mは偶数サブキャリアまたは奇数サブキャリアの符号化処理後の送信データを表し、KはBPSK変調後の送信データを表し、 H_{1-3} は符号化系列を表す。図9は、本実施の形態の使用する符号化系列 H_{1-3} を示す図である。本実施の形態では、符号化系列として、アダマール系列の1行目以外を使用

する。

【0077】したがって、たとえば、送信データを $[0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]$ とした場合、WH符号化部1では、BPSK変調後の送信データ $K = [-1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1]$ を、偶数サブキャリアの送信データ $K_{\text{even}} = [-1 \ -1 \ 1]$ と、奇数サブキャリアの送信データ $K_{\text{odd}} = [1 \ 1 \ -1]$ と、に分割し、(11)式および(12)式を実行して符号化データ M_{even} および M_{odd} を計算する。

【0078】

【数11】

$$\begin{aligned}
 M_{\text{even}} &= K_{\text{even}} \cdot H_{1-3} \\
 &= [-1 \ -1 \ 1] \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \dots (11) \\
 &= [-1 \ -1 \ -1 \ 3]
 \end{aligned}$$

【0079】

【数12】

$$\begin{aligned}
 M_{\text{odd}} &= K_{\text{odd}} \cdot H_{1-3} \\
 &= [1 \ 1 \ -1] \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \dots (12) \\
 &= [1 \ 1 \ 1 \ -3]
 \end{aligned}$$

【0080】つぎに、 $N (=8)$ 値複素IFFT2で 50 は、上記WH符号化部1により計算した符号化データM

19

= [-1 1 -1 1 -1 1 3 -3] に対し
て逆高速フーリエ変換を実行し、フルサイズの送信シン
ボルを生成する。フルサイズの送信シンボルは (13)

フルサイズの
送信シンボル

$$= \begin{bmatrix} w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 \\ w_8^0 & w_8^1 & w_8^2 & w_8^3 & w_8^4 & w_8^5 & w_8^6 & w_8^7 \\ w_8^0 & w_8^2 & w_8^4 & w_8^6 & w_8^8 & w_8^{10} & w_8^{12} & w_8^{14} \\ w_8^0 & w_8^3 & w_8^6 & w_8^9 & w_8^{12} & w_8^{15} & w_8^{18} & w_8^{21} \\ w_8^0 & w_8^4 & w_8^8 & w_8^{12} & w_8^{16} & w_8^{20} & w_8^{24} & w_8^{28} \\ w_8^0 & w_8^5 & w_8^{10} & w_8^{15} & w_8^{20} & w_8^{25} & w_8^{30} & w_8^{35} \\ w_8^0 & w_8^6 & w_8^{12} & w_8^{18} & w_8^{24} & w_8^{30} & w_8^{36} & w_8^{42} \\ w_8^0 & w_8^7 & w_8^{14} & w_8^{21} & w_8^{28} & w_8^{35} & w_8^{42} & w_8^{49} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) = -1 \\ d(1) = 1 \\ d(2) = -1 \\ d(3) = 1 \\ d(4) = -1 \\ d(5) = 1 \\ d(6) = 3 \\ d(7) = -3 \end{bmatrix} \quad \dots (13)$$

【0082】最後に、送信シンボル生成部3では、8値
複素IFFT2で生成したフルサイズの送信シンボルを
ハーフシンボル化し、当該ハーフシンボル化された送信
シンボルを伝送路上に送信する。ハーフシンボル化され

式のように表すことができる。

【0081】

【数13】

20

た送信シンボルは、(14)式のように表すことが
できる。

【0083】

【数14】

ハーフシンボル化
された送信シンボル

$$= \begin{bmatrix} w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 \\ w_8^0 & w_8^1 & w_8^2 & w_8^3 & w_8^4 & w_8^5 & w_8^6 & w_8^7 \\ w_8^0 & w_8^2 & w_8^4 & w_8^6 & w_8^8 & w_8^{10} & w_8^{12} & w_8^{14} \\ w_8^0 & w_8^3 & w_8^6 & w_8^9 & w_8^{12} & w_8^{15} & w_8^{18} & w_8^{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha(0) \\ \alpha(1) \\ d(2) \\ \alpha(3) \\ d(4) \\ \alpha(5) \\ \alpha(6) \\ d(7) \end{bmatrix} \quad \dots (14)$$

【0084】一方、受信系では、シンボル生成部11
が、ハーフシンボル化された受信シンボルの後半部に、
全0のシンボルを付加し、送信系にてハーフシンボル化
を実施する前のフルサイズのシンボルを生成する。ここ

で、生成されたシンボルは、(15)式のように表すこ
とができる。

【0085】

【数15】

21

22

受信系で生成した
フルサイズの
シンボル

$$= \begin{bmatrix} w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 & w_8^0 \\ w_8^0 & w_8^1 & w_8^2 & w_8^3 & w_8^4 & w_8^5 & w_8^6 & w_8^7 \\ w_8^0 & w_8^2 & w_8^4 & w_8^6 & w_8^8 & w_8^{10} & w_8^{12} & w_8^{14} \\ w_8^0 & w_8^3 & w_8^6 & w_8^9 & w_8^{12} & w_8^{15} & w_8^{18} & w_8^{21} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ d(2) \\ d(3) \\ d(4) \\ d(5) \\ d(6) \\ d(7) \end{bmatrix} \quad \dots(15)$$

【0086】つぎに、 $N (=8)$ 値複素FFT12では、シンボル生成部11にて生成したフルサイズのシンボルに対してフーリエ変換を実行し、さらに、偶数データ判定部13および奇数データ判定部14では、個別に偶数データおよび奇数データを判定する。なお、偶数データおよび奇数データ $y(0) \sim y(7)$ は、上記(1)式により抽出され、その計算結果は、(16)式となる。

【0087】

【数16】

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ y(3) \\ y(4) \\ y(5) \\ y(6) \\ y(7) \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 4 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 4 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 4 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 4 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 4 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 4 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 4 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ 3 \\ -3 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ 3 \\ -3 \end{bmatrix} \quad \dots(16)$$

【0088】つぎに、偶数キャリアWH復号部15では、受け取った偶数データ（符号化データ） $M_even' = [-1 \ -1 \ -1 \ 3]$ に対して復号処理を実行し、上記偶数サブキャリアの送信データ K_even を再生する。一方、奇数キャリアWH復号部16では、受け取った奇数データ（符号化データ） $M_odd' = [1 \ 1 \ 1 \ -3]$ に対して復号処理を実行し、上記奇数サブキャリアの送信データ K_odd を再生する。具体的にいうと、受け取った偶数データおよび奇数データに対して個別に $K = M'^{-1} \cdot H_{1-3}^T$ 、すなわち、(17)式および(18)式を実行する。

【0089】

【数17】

23

24

$$\begin{aligned}
 K_{\text{even}} &= \frac{1}{4} M_{\text{v n}'} \cdot H_{1-3}^T \\
 &= \frac{1}{4} \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots (17)
 \end{aligned}$$

【0090】

10 【数18】

$$\begin{aligned}
 K_{\text{odd}} &= \frac{1}{4} M_{\text{odd}'} \cdot H_{1-3}^T \\
 &= \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \dots (18)
 \end{aligned}$$

【0091】最後に、再構成部17では、(17)式および(18)式の結果から、偶数サブキャリアおよび奇数サブキャリアに対応するBPSK変調後の送信データ $K = [-1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1]$ を再構成し、さらに、BPSK変調された送信データ K を復調し、もとの送信データ $[0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0]$ を得る。

【0092】このように、本実施の形態においては、送信側の通信装置が、BPSK変調後の送信データに対して所定の符号化処理を実行し、さらに、符号化処理後の送信データに対して逆フーリエ変換を実行することでフルサイズの送信シンボルを生成し、最後に、当該送信シンボルをハーフシンボル化して伝送路上に送信する。一方、受信側の通信装置が、ハーフシンボル化された受信シンボルの後半部に全0のシンボルを付加し、さらに、全0付加後のシンボルに対してフーリエ変換を行うことで上記符号化後の送信データを再生し、最後に、当該再生データに対して所定の復号処理を実行してもとの送信データを得る。これにより、時間軸上でのデータ圧縮が可能となるため、伝送容量を約2倍に拡大できるとともに、さらに、所定の符号化処理／復号処理により復調時のノイズ成分を除去できるため、復調特性を大幅に向上させることができる。

【0093】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、送信側の通信装置が、BPSK変調後の送信データに対して所定の符号化処理を実行し、さらに、符号化処理後の送信データに対して逆フーリエ変換を実行することでフルサイズの送信シンボルを生成し、最後に、当該送信シンボルをハーフシンボル化して伝送路上に送信する。一方、受信側の通信装置が、ハーフシンボル化され

た受信シンボルの後半部に全0のシンボルを付加し、さらに、全0付加後のシンボルに対してフーリエ変換を行うことで上記符号化後の送信データを再生し、最後に、当該再生データに対して所定の復号処理を実行してもとの送信データを得る。これにより、時間軸上でのデータ圧縮が可能となるため、伝送容量を約2倍に拡大できるとともに、さらに、所定の符号化処理／復号処理により復調時のノイズ成分を除去できるため、復調特性を大幅に向上させることが可能な通信装置を得ることができるといえる。

【0094】つぎの発明によれば、送信側の通信装置が、BPSK変調後の送信データに対して所定の符号化処理を実行し、さらに、符号化処理後の送信データに対して逆フーリエ変換を実行することでフルサイズの送信シンボルを生成し、最後に、当該送信シンボルをハーフシンボル化して伝送路上に送信する。これにより、時間軸上でのデータ圧縮が可能となるため、伝送容量を約2倍に拡大できる、という効果を奏する。

【0095】つぎの発明によれば、受信側の通信装置が、ハーフシンボル化された受信シンボルの後半部に全0のシンボルを付加し、さらに、全0付加後のシンボルに対してフーリエ変換を行うことで送信側にて符号化後の送信データを再生し、最後に、当該再生データに対して所定の復号処理を実行してもとの送信データを得る。したがって、所定の符号化処理／復号処理により、復調時のノイズ成分を除去できるため、復調特性を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

【0096】つぎの発明によれば、送信側が、BPSK変調後の送信データに対して所定の符号化処理を実行し、さらに、符号化処理後の送信データに対して逆フー

30

40

50

25

リエ変換を実行することでフルサイズの送信シンボルを生成し、最後に、当該送信シンボルをハーフシンボル化して伝送路上に送信する。一方、受信側が、ハーフシンボル化された受信シンボルの後半部に全0のシンボルを付加し、さらに、全0付加後のシンボルに対してフーリエ変換を行うことで上記符号化後の送信データを再生し、最後に、当該再生データに対して所定の復号処理を実行してもとの送信データを得る。これにより、時間軸上でのデータ圧縮が可能となるため、伝送容量を約2倍に拡大できるとともに、さらに、所定の符号化処理/復号処理により復調時のノイズ成分を除去できるため、復調特性を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

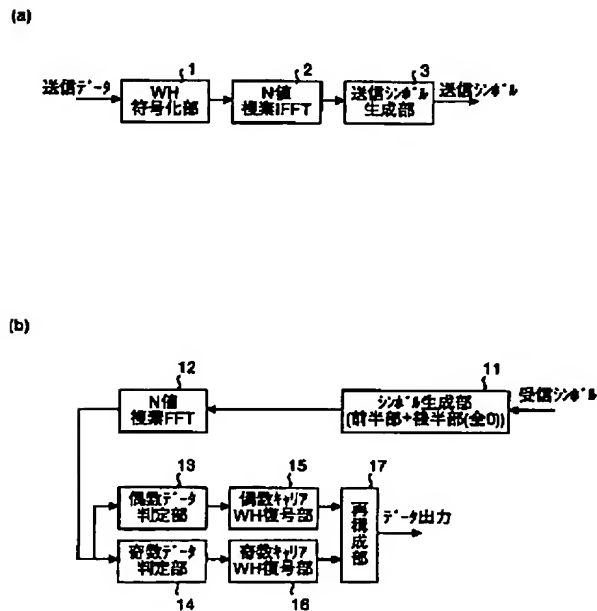
【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかる通信装置の構成を示す図である。

【図2】 DMT変復調方式を採用する通信装置の送信系の全体構成例を示す図である。

【図3】 DMT変復調方式を採用する通信装置の受信

【図1】



26

系の全体構成例を示す図である。

【図4】 本発明にかかる通信装置で使用する符号器および復号器の構成を示す図である。

【図5】 ターボ符号器の構成例を示す図である。

【図6】 各サブキャリアの波形およびその合成波形を示す図である。

【図7】 本実施の形態の受信系の動作を示す図である。

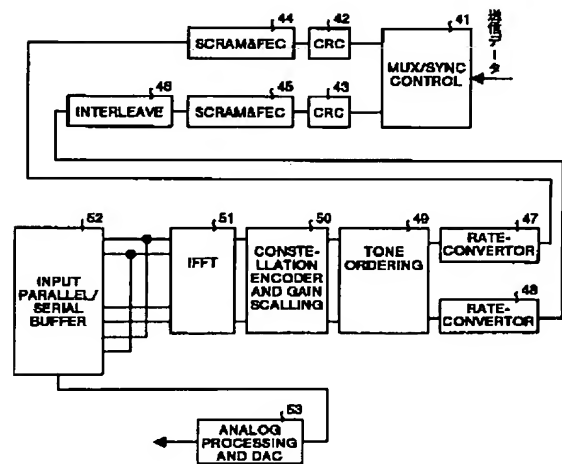
【図8】 本実施の形態の受信系の動作を示す図である。

【図9】 本実施の形態の符号化系列 H_{1-3} を示す図である。

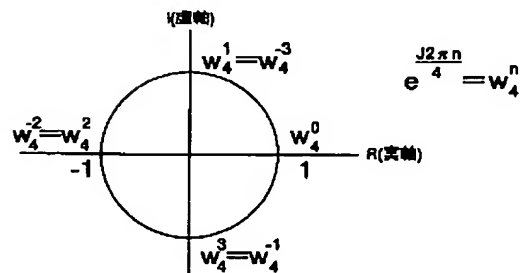
【符号の説明】

1 WH符号化部、2 N値複素IFFT、3 送信シンボル生成部、11 シンボル生成部、12 N値複素FFT、13 偶数データ判定部、14 奇数データ判定部、15 偶数キャリアWH復号部、16 奇数キャリアWH復号部、17 再構成部。

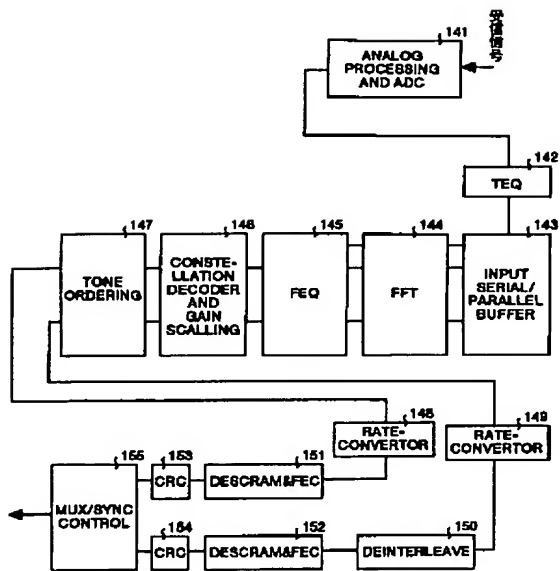
【図2】



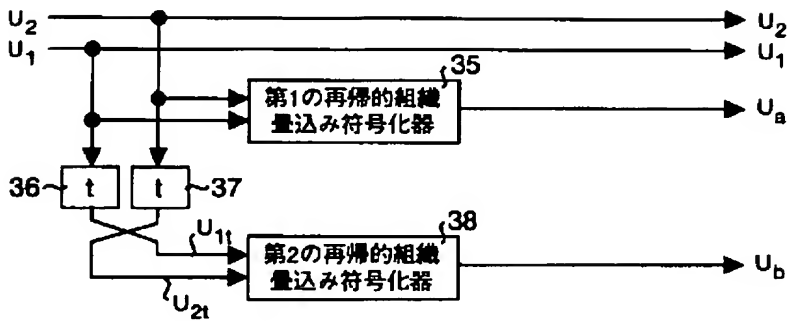
【図8】



【図 3】



【図 5】



【図 9】

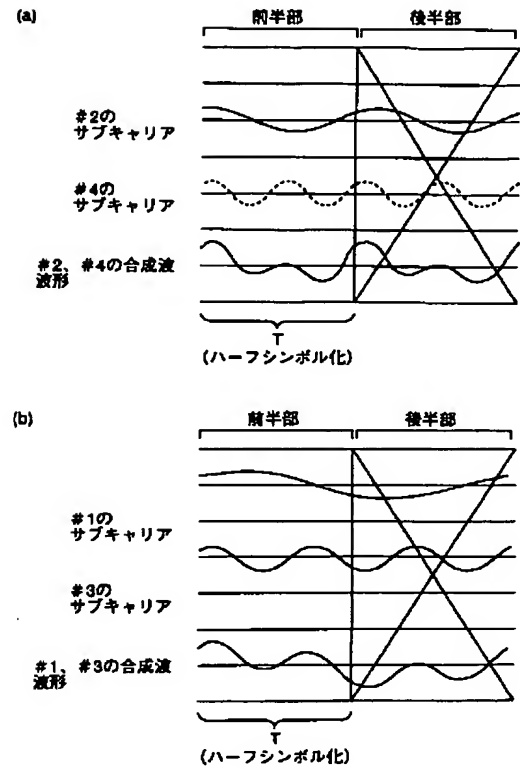
$$\text{9a' マーカ系列: } \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\downarrow$$

$$\text{本実施の形態の符号化系列: } H_{1,3} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

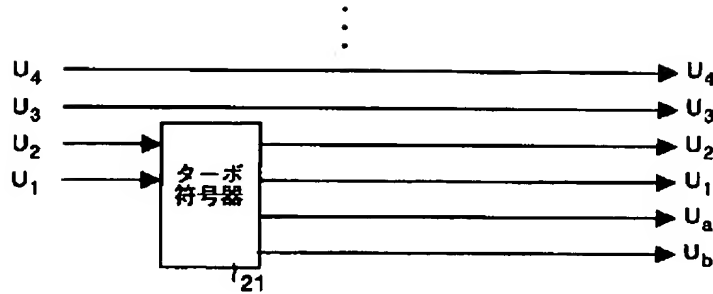
※9a' マーカ系列の1行目以外の系列を使用

【図 6】

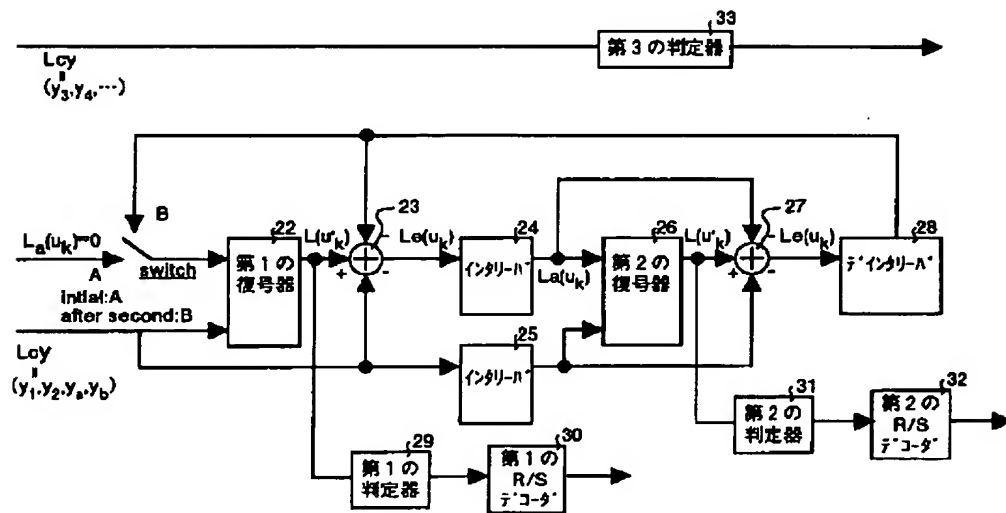


【図 4】

(a)



(b)



【図 7】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ y(3) \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} w_4^0 & w_4^0 & w_4^0 & w_4^0 \\ w_4^0 & w_4^{-1} & w_4^{-2} & w_4^{-3} \\ w_4^0 & w_4^{-2} & w_4^{-4} & w_4^{-6} \\ w_4^0 & w_4^{-3} & w_4^{-6} & w_4^{-9} \end{bmatrix}}_{\text{B:4値複素FFT}} \underbrace{\begin{bmatrix} w_4^0 & w_4^0 & w_4^0 & w_4^0 \\ w_4^0 & w_4^{-1} & w_4^{-2} & w_4^{-3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\text{D:4値複素IFFT}} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ d(2) \\ d(3) \end{bmatrix} \\
 &\quad \text{A:復調} \rightarrow \quad \text{C:生成20MHz前半部+後半部(全0)} \\
 &= \frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & 1+w_4^{-1} & 0 & 1+w_4^{-1} \\ 1+w_4^{-1} & 2 & 1+w_4^{-1} & 0 \\ 0 & 1+w_4^{-1} & 2 & 1+w_4^{-1} \\ 1+w_4^{-1} & 0 & 1+w_4^{-1} & 2 \end{bmatrix}}_{\text{E:実部だけを取り出す(BPSK)}} \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ d(2) \\ d(3) \end{bmatrix} \\
 &\quad \text{F} \\
 &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2d(0) & d(1)+d(3) \\ 2d(1) & d(0)+d(2) \\ 2d(2) & d(1)+d(3) \\ 2d(3) & d(0)+d(2) \end{bmatrix} \\
 &\quad \rightarrow Nが十分に大きい場合は0に近似できる
 \end{aligned}$$